



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 13, No. 1, 2022
Research Paper

Control of Buck-Type Dynamic Capacitor (DCAP) Using Model Predictive Control Method with PSO optimization algorithm for Dynamic Var and Harmonic Compensation

Vahid Soori¹, Abolfazl Halvaei Niaser², Abbas Ketabi^{3*}

¹Dept. of Electrical and computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran

²Dept. of Electrical and computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran

³Dept. of Electrical and computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran

Abstract:

This paper presents a control method based on model predictive control (MPC) to control the buck-type dynamic capacitor (DCAP) to improve power quality. In this method, the reference current consists of two distinct parts, i.e., reactive power compensator (RPC), and harmonic current eliminator (HCE) and based on the load current and dynamically, it adapts itself to load changes. The proposed prediction model (PM) was extracted from the linearized differential equations of the DCAP. In the proposed method, vector decision variables in each cycle converter switching are updated only once during the prediction horizon, and the optimization problem related to predictive control is solved based on the particle swarm optimization (PSO) algorithm. This reduces the volume of calculations significantly. By considering the total harmonic distribution (THD) value and the power factor (PF) value, the prediction horizon is proposed. The proposed method, unlike the EHM method, has fewer control parameters and can be implemented more easily. The simulation results in MATLAB software showed the superiority of the proposed method in comparison with the EHM method on a single phase DCAP.

Keywords: Particle Swarm Optimization, Reactive power compensator (RPC), Harmonic current eliminator (HCE), Buck-Type Dynamic Capacitor, Model Predictive Control.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<http://dx.doi.org/10.22108/isee.2021.123217.1391>

کنترل خازن دینامیکی (DCAP) نوع باک به روش کنترل مبتنی بر پیش‌بینی مدل با

الگوریتم بهینه‌سازی PSO برای جبران دینامیکی توان راکتیو و هارمونیک

وحید سوری^۱، ابوالفضل حلوائی نیاسر^۲، عباس کتابی^{۳*}

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران

soori_vahid@yahoo.com

۲- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران

halvaei@kashanu.ac.ir

۳- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران

aketabi@kashanu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، روش کنترلی مبتنی بر پیش‌بینی مدل برای کنترل خازن دینامیکی نوع باک برای بهبود کیفیت توان ارائه شده است. در این روش، جریان مرجع از دو قسمت مجزا شامل جبران‌کننده توان راکتیو و حذف‌کننده هارمونیک تشکیل شده است که براساس جریان بار استخراج و به‌صورت دینامیکی، خود را با تغییرات بار تطبیق می‌دهد. مدل پیش‌بینی پیشنهادی از معادلات دیفرانسیل خطی شده خازن دینامیکی استخراج شده است. در روش پیشنهادی، متغیرهای تصمیم‌گیری در هر چرخه کار کلیدزنی مبدل فقط یک‌بار در طول افق پیش‌بینی به‌روز می‌شوند و مسئله بهینه‌سازی مربوط به کنترل پیش‌بینی براساس الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات حل می‌شود. این امر حجم محاسبات را به میزان چشمگیری کاهش می‌دهد. با در نظر گرفتن مقدار THD و مقدار ضریب توان، افق پیش‌بینی انتخاب شده است. روش پیشنهادی برخلاف روش مدولاسیون هارمونیک‌های زوج، پارامترهای کنترلی کمتری دارد و ساده‌تر پیاده‌سازی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی در نرم‌افزار MATLAB برتری روش پیشنهادی را در مقایسه با روش مدولاسیون هارمونیک‌های زوج برای یک خازن دینامیکی تک‌فاز نشان داده است.

واژه‌های کلیدی: الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات، جبران‌کننده توان راکتیو، حذف‌کننده هارمونیک، خازن دینامیکی نوع

باک، کنترل مبتنی بر پیش‌بینی مدل

۱- مقدمه

بار برای شبکه توزیع مهم است. بارهای غیرخطی مانند یکسوسازهای دیودی و تریستوری سبب تزریق هارمونیک جریان به شبکه می‌شوند [۳، ۴]. امروزه با رشد حوزه الکترونیک قدرت، بارهای روشنایی و موتوری که قبلاً به‌عنوان بارهای خطی شناخته می‌شدند، با اضافه‌شدن مبدل‌های الکترونیک قدرت تغییر می‌کنند و به‌صورت بار غیرخطی تولیدکننده هارمونیک جریان رفتار می‌کنند. تجربه بهره‌برداری از ادوات FACTS نشان می‌دهد می‌توان با استفاده از سیستم‌های کنترل مناسب، بسیاری از این ادوات را به‌صورت چندمنظوره (جبران‌سازی توان راکتیو و هارمونیک به‌صورت هم‌زمان) استفاده کرد؛ با این حال، این تجهیزات گران قیمت‌اند و از نظر اقتصادی مقرون‌به‌صرفه

در سیستم‌های توزیع، جبران توان راکتیو و بهبود کیفیت توان، دو موضوع مهم است. کمبود تزریق توان راکتیو در سمت بار موجب کاهش ضریب توان و افت ولتاژ می‌شود [۱، ۲]. علاوه بر جبران توان راکتیو، از بین بردن هارمونیک

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۰۴/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۳۰

نام نویسنده مسئول: عباس کتابی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - کاشان - دانشگاه کاشان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

نیستند [۵].

هماهنگی بین جبران توان راکتیو و حذف هارمونیک باید رعایت شود [۱۴]. یکی از معایب این روش این است که تنظیم هر حلقه کنترل برای هر فرکانس برای جبران هارمونیک همان مرتبه روی سایر حلقه‌های کنترلی در فرکانس‌های دیگر تأثیرگذار است که به آن اثر تداخل می‌گویند [۸]. به علت این پدیده و ناتوانی تفکیک بین بخش ثابت و هارمونیک چرخه کار کلیدها، پیاده‌سازی کنترل DCAP با کنترل‌کننده تناسبی - انتگرالی PI براساس روش مدولاسیون هارمونیک زوج پیچیده و سخت است؛ بنابراین، برخلاف سیستم‌های خطی که یکی از محبوب‌ترین کنترل‌کننده‌ها، کنترل‌کننده PI است، در DCAP که سیستمی غیرخطی است، کنترل‌کننده PI دارای محدودیت است [۱۵]. الگوریتم کنترلی که به‌تازگی محبوبیت بیشتری در زمینه الکترونیک قدرت به‌ویژه برای سیستم‌های غیرخطی کسب کرده است، کنترل مبتنی بر پیش‌بینی مدل^۴ (MPC) است [۱۶، ۱۷]. این روش کنترلی به دلیل ویژگی‌های بسیار مفید آن مانند سادگی طراحی، گنجاندن صریح معیارهای طراحی و محدودیت‌ها و دینامیک سریع شایان توجه محققان واقع شده است. علاوه بر این، ظهور ریزپردازنده‌های سریع، اجرای موفقیت‌آمیز این روش را ممکن ساخته است [۱۸، ۱۹]. MPC قادر است سیستم‌هایی با دینامیک پیچیده و غیرخطی را کنترل کند و محدودیت‌ها را می‌توان به سادگی به آن افزود [۲۰]. در روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل از مدل سیستم برای پیش‌بینی ولتاژ یا جریان، استفاده و عملکرد بهینه را با استفاده از تابع هزینه مشخص پیدا می‌کند که از جمله دلایل سادگی روش MPC است [۲۱].

در روش کنترل پیش‌بین، مدل هدف کنترلی به‌صورت یک تابع هدف، تعریف و در افق پیش‌بینی بهینه می‌شود [۲۲، ۲۳]. یک راه‌حل برای کاهش حجم و تعداد محاسبات، استفاده از افق یک‌مرحله‌ای است. متأسفانه برای عملکرد مناسب در بسیاری از مسائل کنترل به یک افق پیش‌بینی چندمرحله‌ای نیاز است تا رفتار متغیرهای حالت و خروجی برای جلوگیری از مشکلات پایداری پیش‌بینی شود [۲۴]؛ بنابراین، باید روش‌هایی برای پیش‌بینی در افق‌های طولانی ارائه شود تا ضمن بهبود کارایی سیستم، پیچیدگی محاسبات

خازن دینامیکی نوع باک^۱ DCAP یکی از تجهیزات نوین ارائه شده برای بهبود کیفیت توان با هزینه اقتصادی و قابلیت اطمینان بالا است که به خازن‌های الکترولیتی نیاز ندارد. این تجهیز برای نخستین بار در سال ۲۰۱۰ به‌عنوان جبران‌ساز یکپارچه توان راکتیو و هارمونیک ارائه شد [۶]. به‌صورت خلاصه، خازن دینامیکی شامل یک خازن ac جبران ضریب توان (یا تنظیم ولتاژ) و یک مبدل ac/ac از نوع باک است که به‌صورت سری به هم متصل می‌شوند و به‌صورت موازی با بار قرار می‌گیرند. تا کنون تنها یک روش کنترلی برای DCAP مبتنی بر مفهوم منابع متعامد مجازی^۲ (VQS) و مدولاسیون هارمونیک زوج^۳ و کنترل‌کننده‌های PI برای جبران‌سازی هم‌زمان توان راکتیو و هارمونیک بار ارائه شده است [۷، ۸].

DCAP در هنگام جبران توان راکتیو، معادل یک خازن متغیر رفتار می‌کند و در شرایطی که ولتاژ شبکه، هارمونیک باشد، باعث ایجاد تشدید سری می‌شود. برای جلوگیری از تشدید سری و بهبود جریان جبران‌ساز در [۹، ۱۰] یک روش کنترلی برای DCAP تک‌فاز و سه‌فاز با اتصال ستاره ارائه شده است تا DCAP تشدید سری و توان راکتیو را جبران کند.

برای کاهش نامتعادلی بار و بهبود جریان جبران‌ساز در [۱۱، ۱۲] یک روش کنترلی برای DCAP با اتصال مثلث و ستاره ارائه شده است تا DCAP نامتعادلی بار و توان راکتیو را جبران کند. در شرایط تشدید سری و موازی در مرجع [۱۳] برای دستیابی به عملکرد بهتر DCAP سه‌فاز، میرایی فعال در شرایط تشدید سری و موازی به همراه تجزیه و تحلیل برای جبران توان راکتیو و سرکوب هارمونیک انجام شده است.

در تمام مطالعات انجام شده بر DCAP از روش کنترل EHM استفاده شده است. در این روش، چرخه کار $D(t)$ کلیدهای مبدل ac/ac باک شامل دو بخش است: بخش ثابت که برای تنظیم جریان راکتیو استفاده می‌شود و بخش سینوسی شامل ترم‌های هارمونیک زوج که برای تنظیم جریان هارمونیک استفاده می‌شود. محدودیت اصلی این است که $D(t)$ باید در محدوده صفر تا یک باشد و تعامل و

خازن قدرت سری شده است تا جریان هجومی ایجادشده در زمان کلیدزنی را محدود کند. DCAP دارای دو کلید $S_{1,2}$ و $S_{3,4}$ است که سیگنال فرمان آنها مکمل یکدیگر است؛ بنابراین، این مبدل تنها دو حالت کلیدزنی دارد که در جدول ۱ با متغیر باینری S نشان داده شده است. در حالت ۱ ($S=1$)، کلید $S_{1,2}$ روشن و کلید $S_{3,4}$ خاموش است. در حالت ۲ ($S=0$) که مکمل حالت یک است، $S_{3,4}$ روشن و کلید $S_{1,2}$ خاموش است [۱۰].

جدول ۱: حالت‌های کلیدزنی.

حالت کلیدزنی	$S_{3,4}$	$S_{1,2}$
$S=1$	OFF	ON
$S=0$	ON	OFF

۲-۱- مدل فضای حالت DCAP

در شکل ۱ (الف)، جریان خروجی DCAP با $i_{LF}(t)$ ولتاژ فیلتر خازن C_F با $v_{CF}(t)$ و جریان خازن قدرت C با $i_C(t)$ مشخص و معادلات حوزه‌ی زمان خازن دینامیکی براساس مدار در شکل ۱ در دو حالت کلیدزنی یک و دو در روابط (۱) تا (۸) بیان شده‌اند.

$$i_{CF,t} = C_F \frac{dv_{CF,t}}{dt} \quad (۱)$$

$$i_{C,t} = C \frac{dv_{C,t}}{dt} \quad (۲)$$

$$v_{LB,t} = L_B \frac{di_{LB,t}}{dt} \quad (۳)$$

$$v_{LF,t} = L_F \frac{di_{LF,t}}{dt} \quad (۴)$$

$$v_{CF,t} S_t = v_{C,t} + v_{LB,t} + R_{LB} i_{LB,t} \quad (۵)$$

$$v_{S,t} = v_{LF,t} + R_{LF} i_{LF,t} + v_{CF,t} \quad (۶)$$

$$i_{LF,t} = i_{CF,t} + i_{LB,t} S_t \quad (۷)$$

$$i_{LB,t} = i_{C,t} \quad (۸)$$

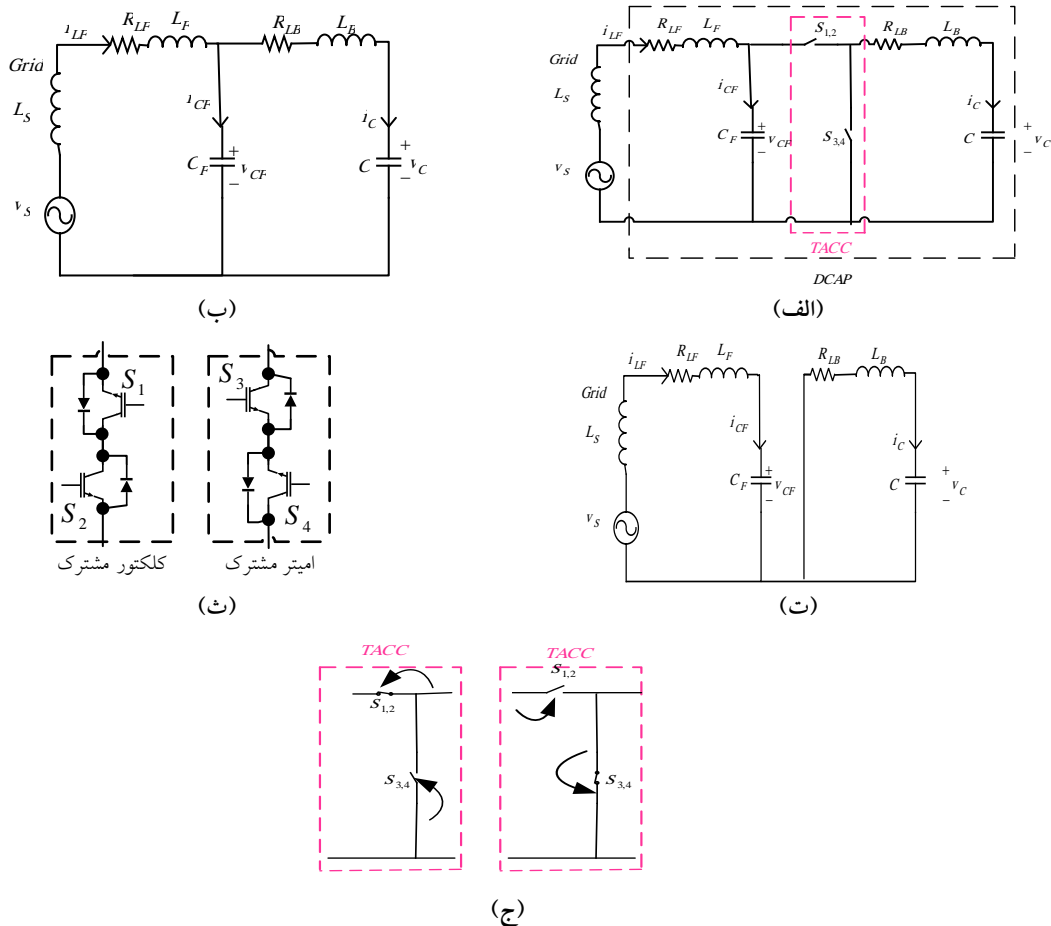
کاهش یابد و اجرای الگوریتم در سیستم‌های واقعی نیز امکان‌پذیر باشد.

در این مقاله، روشی جدید برای کنترل DCAP براساس کنترل پیش‌بینی مبتنی بر مدل براساس مجموعه جریان پیوسته^۵ (CCS-MPC) با فرکانس کلیدزنی ثابت ارائه می‌شود. با استفاده از مدل پیش‌بینی^۶ ارائه‌شده مقادیر ولتاژ و جریان پیش‌بینی شده است و تابع هزینه که به صورت قدرمطلق اختلاف بین جریان مرجع و جریان DCAP است، در یک افق پیش‌بین تعریف‌شده با الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات^۷ (PSO) بهینه شده است. این کار باعث کاهش چشمگیر حجم محاسبات می‌شود. اقدام کنترلی با مینیمم کردن تابع هدف در زمان واقعی و در هر مرحله زمانی با توجه به مدل زمان گسسته سیستم و محدودیت‌ها تعیین می‌شود و توالی ورودی‌های کنترل که تابع هزینه را مینیمم می‌کند، راه‌حل بهینه است و از این توالی نخستین درایه برای مبدل DCAP اعمال می‌شود؛ بنابراین، در این مقاله بردار متغیرهای تصمیم‌گیری در چرخه کاری کلید در طول افق پیش‌بینی تنها یک‌بار به‌روزرسانی می‌شود.

ادامه مقاله در چهار بخش سازماندهی شده است: در بخش ۲ مدل فضای حالت DCAP به دست می‌آید. طراحی کنترل‌کننده در بخش ۳ به تفصیل بیان شده است. یک مدل زمان گسسته برای پیش‌بینی، طراحی جریان مرجع و الگوریتم کنترل در این بخش ارائه شده است. الگوریتم PSO در بخش ۴ توضیح داده و سرانجام نتایج شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری در بخش‌های ۵ و ۶ به ترتیب ارائه شده‌اند.

۲-۲ مدل‌سازی DCAP

مدل مداری خازن دینامیکی از نوع باک در شکل ۱ (الف) نشان داده شده که شامل فیلتر ورودی L_F/LC و C_F ، مبدل $TACC$ ^۸ و خازن قدرت C است. فیلتر ورودی برای حذف هارمونیک‌های کلیدزنی، استفاده و سلف L_B با



شکل ۱: الف) ساختار مدار DCAP از نوع باک؛ ب) مدل سوئیچ IGBT؛ ت) دو مدل مکمل سوئیچینگ؛ ث) مدار معادل در حالت ۱ و ج) مدار معادل در حالت ۲

(۱) تا (۴) به ترتیب رابطه ولتاژ

جریان خازن‌های C_F و C و سلف‌های L_F و L_B را بیان می‌کند. این معادلات به شکل دیفرانسیل و از نوع زمان-پیوسته‌اند.

برای کنترل سیستم‌های دیجیتال ضروری است از مدل گسسته برای پیش‌بینی مقادیر آینده متغیرهای حالت استفاده شود. چندین روش گسسته‌سازی مناسب وجود دارد. یکی از این روش‌ها استفاده از تقریب اولر است. اگر مشتق جریان تزریقی به شبکه با تقریب اولر در یک سیکل نمونه‌برداری Δt جایگزین شود، این ۴ معادله از حالت زمان پیوسته به حالت گسسته منتقل می‌شوند.

$$i_{CF,k} = C_F \frac{v_{CF,k} - v_{CF,k-1}}{\Delta t} \quad (۹)$$

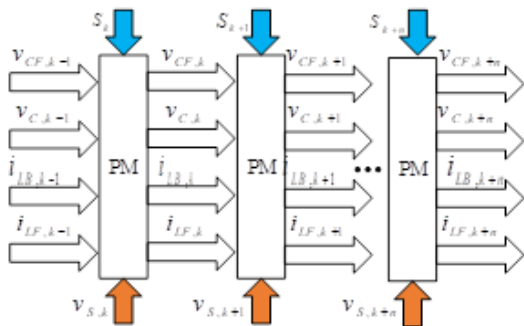
$$i_{C,k} = C \frac{v_{C,k} - v_{C,k-1}}{\Delta t} \quad (۹)$$

جایی که اندیس t نشان‌دهنده متغیر زمان t است، i و v نیز به ترتیب جریان و ولتاژ امان‌ها را نشان می‌دهند؛ برای مثال، $i_{CF,t}$ و $v_{CF,t}$ به ترتیب جریان و ولتاژ خازن C_F در زمان t هستند. S_t یک متغیر باینری است که حالت کلیدزنی در زمان t را نشان می‌دهد؛ بنابراین، زمانی که DCAP در حالت یک هست، کلید $S_{1,2}$ روشن و کلید $S_{3,4}$ خاموش است و $S_t = 1$ در نظر گرفته شده و در حالت دو که کلید $S_{3,4}$ روشن و کلید $S_{1,2}$ خاموش است، $S_t = 0$ در معادلات مدنظر قرار می‌گیرد که با لحاظ کردن متغیر S_t در معادلات DCAP در دو حالت یک و دو تعداد معادله از ۱۰ به ۸ معادله کاهش می‌یابد.

متغیرهای $i_{LB,t}$ ، $i_{LF,t}$ ، $v_{C,t}$ ، $v_{CF,t}$ که به ترتیب ولتاژ خازن‌های C_F و C و جریان سلف‌های L_B و L_F هستند، چهار متغیر حالت این مبدل در نظر گرفته شده‌اند. معادلات

معادلات (A1) تا (A4) مدل پیش‌بینی نامیده می‌شوند. با استفاده از مدل پیش‌بینی، مقادیر متغیرهای حالت چهارگانه DCAP در گام زمانی k ام با استفاده از مقادیر متناظر آنها در گام $k-1$ ، یعنی $v_{C,k-1}, v_{CF,k-1}, i_{LB,k-1}$ و $i_{LF,k-1}$ با توجه به مقدار S_k و $v_{S,k}$ محاسبه می‌شوند؛ بنابراین، مدل پیش‌بینی مطابق

شکل ۲ می‌تواند برای پیش‌بینی مقادیر متغیرهای حالت در گام‌های زمانی $k, k+1, k+2, \dots, k+n$ استفاده شود که n افق پیش‌بینی است.



شکل ۲: مدل ارائه شده برای پیش‌بینی متغیرهای حالت DCAP

در مدل پیش‌بینی ارائه شده، ولتاژ شبکه در تمامی لحظات n باید پیش‌بینی شود؛ البته با توجه به متناوب بودن رفتار شکل موج ولتاژ، این پیش‌بینی امکان‌پذیر است. در این مقاله، برای پیش‌بینی شکل موج ولتاژ در هر گام از افق پیش‌بینی، فرض شده رفتار ولتاژ در هر سیکل مطابق رفتار آن در سیکل قبل است.

$$v_{S,k} = v_{S,k-P} \quad (14)$$

$$P = \frac{1}{f \Delta t}$$

که در رابطه (۱۴)، P تعداد گام‌های زمانی تشکیل‌دهنده یک سیکل ولتاژ با فرکانس f است. در کنترل پیش‌بین پیشنهادی، حالت کلیدزنی S متغیر تصمیم‌گیری در نظر گرفته شده است که مقدار بهینه آن در افق پیش‌بینی باید محاسبه شود. نحوه محاسبه حالت کلیدزنی S در افق پیش‌بین در بخش بعدی ارائه خواهد شد.

۳- کنترل‌کننده پیش‌بین مدل

در این مقاله، متغیر دوره عملکرد کلید به صورت جمع

$$v_{LB,k} = L_B \frac{i_{LB,k} - i_{LB,k-1}}{\Delta t} \quad (10)$$

$$v_{LF,k} = L_F \frac{i_{LF,k} - i_{LF,k-1}}{\Delta t} \quad (11)$$

که اندیس k نشان‌دهنده گام زمانی k ام و Δt نیز طول گام زمانی است. شکل گسسته روابط (۵) تا (۸) به ترتیب در روابط (۱۲) تا (۱۵) آمده است.

$$v_{CF,k} S_k = v_{C,k} + v_{LB,k} + R_{LB} i_{LB,k} \quad (12)$$

$$v_{S,k} = v_{LF,k} + R_{LF} i_{LF,k} + v_{CF,k} \quad (12)$$

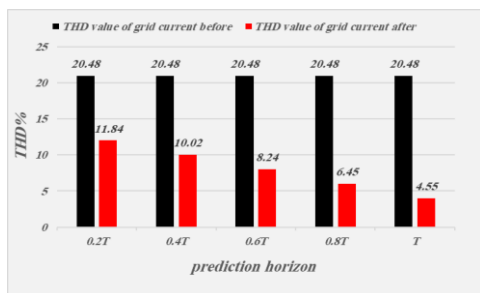
$$i_{LF,k} = i_{CF,k} + i_{LB,k} S_k \quad (13)$$

$$i_{LB,k} = i_{C,k} \quad (15)$$

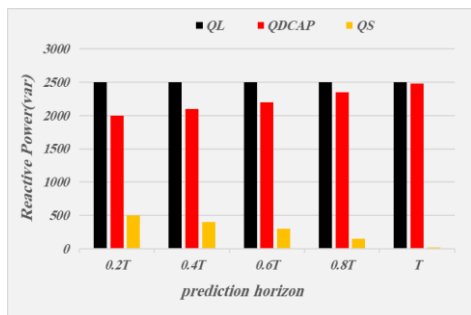
در ادامه، با استفاده از معادلات (۹) الی (۱۵) چهار متغیر حالت $v_{CF,k}, v_{C,k}, i_{LB,k}$ و $i_{LF,k}$ از روی مقادیر آنها در گام زمانی گذشته، یعنی $v_{CF,k-1}, v_{C,k-1}, i_{LB,k-1}$ و $i_{LF,k-1}$ به صورت روابط بیان شده در پیوست محاسبه می‌شوند.

برای به دست آوردن مدل پیش‌بینی، باید مقدار هر کدام از متغیرهای حالت در زمان k بر حسب ورودی‌های سیستم در زمان k ، یعنی $v_{S,k}$ و S_k و نیز مقادیر متغیرهای حالت در گام زمانی قبل، یعنی $k-1$ محاسبه شوند. برای این منظور، معادلات (۹) الی (۱۵) یک دستگاه ۸ معادله ۸ مجهول غیرخطی در نظر گرفته می‌شود که در آن، مقدار متغیرهای حالت در گام زمانی k (یعنی $v_{CF,k}, v_{C,k}, i_{LB,k}$ و $i_{LF,k}$) به همراه مقادیر آنها در گام زمانی $k-1$ (یعنی $v_{CF,k-1}, v_{C,k-1}, i_{LB,k-1}$ و $i_{LF,k-1}$) مجهولات این دستگاه را تشکیل می‌دهند. با حل دستگاه ۸ معادله ۸ مجهول غیرخطی بیان‌شده در معادلات (۹) الی (۱۵)، مقدار هر کدام از متغیرهای حالت در زمان k بر حسب ورودی‌های $v_{S,k}$ و S_k و مقادیر متغیرهای حالت در زمان $k-1$ مطابق معادلات (A1) تا (A4) محاسبه می‌شود.

معادلات (A1) تا (A4) به ترتیب پاسخ به دست آمده برای متغیرهای حالت $v_{CF,k}, v_{C,k}, i_{LB,k}$ و $i_{LF,k}$ هستند. درخور ذکر است برای حل این دستگاه ۸ معادله ۸ مجهول غیرخطی، از جعبه ابزار Symbolic math در نرم‌افزار MATLAB استفاده شده است.



(الف)



(ب)

شکل ۳: (الف) تأثیر افق پیش‌بینی قبل و بعد از حضور DCAP روی مقدار THD و (ب) تأثیر افق پیش‌بینی بر جبران توان راکتیو

در روش MPC پیشنهادی، افق پیش‌بینی n مطابق رابطه (۱۷) برابر تعداد گام‌های زمانی (Δt) تشکیل‌دهنده یک سیکل ولتاژ شبکه در نظر گرفته شده است.

$$n = P = \frac{1}{f \Delta t} \quad (17)$$

حالت کلیدزنی S_k براساس رابطه (۱۸) از روی سیکل کاری کلیدزنی، یعنی متغیر Duty تعیین می‌شود. وضعیت کلیدزنی در هر گام زمانی k مطابق رابطه (۲۱) و متناظر با میزان $Duty_k$ محاسبه می‌شود. درخور ذکر است برای ثابت نگه داشتن فرکانس کلیدزنی، $Duty_k$ تنها در ابتدای هر سیکل کلیدزنی، محاسبه و در تمام طول آن سیکل ثابت فرض می‌شود.

$$S_k = \begin{cases} 1 & k \leq Duty_k m \\ 0 & k > Duty_k m \end{cases} \quad (18)$$

در رابطه (۱۸)، m تعداد گام‌های زمانی تشکیل‌دهنده یک سیکل کلیدزنی با فرکانس fs است که با رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود.

مضارب زوج از فرکانس ولتاژ شبکه در نظر گرفته شده و رابطه ریاضی آن در معادله (۱۵) بیان شده است.

$$Duty_k = k_0 + k_2 \sin(2\omega k \Delta t + \varphi_2) + k_4 \sin(4\omega k \Delta t + \varphi_4) + \dots + k_N \sin(N \omega k \Delta t + \varphi_N) \quad (15)$$

که N نشان‌دهنده بزرگ‌ترین مضرب زوج فرکانس ولتاژ شبکه است. با توجه به رابطه (۱۷)، با افزایش N ، تعداد هارمونیک‌های زوج افزایش می‌یابد و به دنبال آن کنترل بیشتری روی هارمونیک‌های جریان اعمال می‌شود و انعطاف‌پذیری کنترل‌کننده بیشتر می‌شود؛ با این حال، با افزایش N ، بار محاسباتی کنترل‌کننده پیش‌بین نیز افزایش می‌یابد؛ بنابراین، برای تعیین N باید مصالحه‌ای ما بین انعطاف‌پذیری و بار محاسباتی صورت پذیرد؛ بنابراین، در این مقاله با توجه به اینکه هارمونیک تا مرتبه ۱۳ برای جبران انتخاب شده، $N=12$ انتخاب شده است.

تابع هدف مطابق معادله (۱۶) به صورت مجموع قدرمطلق اختلاف جریان مرجع ($i_{LF,k}^*$) با جریان پیش‌بینی شده DCAP ($i_{LF,k}$) در طول افق پیش‌بینی n تعریف شده است.

$$\min_{Duty} J = \sum_{z=1}^n |i_{LF,z} - i_{LF,z}^*| \quad (16)$$

در این رابطه، J تابع هدف است که باید به حداقل برسد و شاخص z و n به ترتیب گام زمان پیش‌رو و افق پیش‌بینی‌اند. با افزایش n ، بار محاسباتی کنترل‌کننده پیش‌بین نیز افزایش می‌یابد؛ بنابراین، برای تعیین n باید بین بار محاسباتی سیستم و عملکرد DCAP توازن انجام شود. وقتی مقدار افق پیش‌بینی برابر با یک سیکل طبق رابطه (۱۷) انتخاب شود، مقدار THD جریان شبکه مطابق با IEEE std519-1992 تحقق می‌یابد و ضریب توان نیز به مقدار ۰,۹۹۹ می‌رسد [۲۵]. نتایج شبیه‌سازی اعتبار تجزیه و تحلیل نظری را تأیید می‌کنند؛ همان‌طور که در شکل ۳ نشان داده شده است.

راکتیو^۴ RPC و حذف‌کننده هارمونیک^{۱۱} HCE تشکیل شود که به صورت دینامیکی و براساس مؤلفه اساسی جریان بار مطابق روابط (۲۰) الی (۲۲) تولید می‌شود. نحوه اتصال DCAP با شماتیک مدار کنترلی در شکل ۴ نشان داده شده است.

$$i_{LF,k}^* = i_{LF,k}^{RPC*} + i_{LF,k}^{HCE*} \quad (20)$$

$$i_{LF,k}^{RPC*} = |i_{load,k}| \sin(\omega t + \angle v_{S,k} + \frac{\pi}{2}) \quad (21)$$

$$i_{LF,k}^{HCE*} = |i_{load,k}| \sin(\omega t + \angle i_{load,k}) - i_{load,k} \quad (22)$$

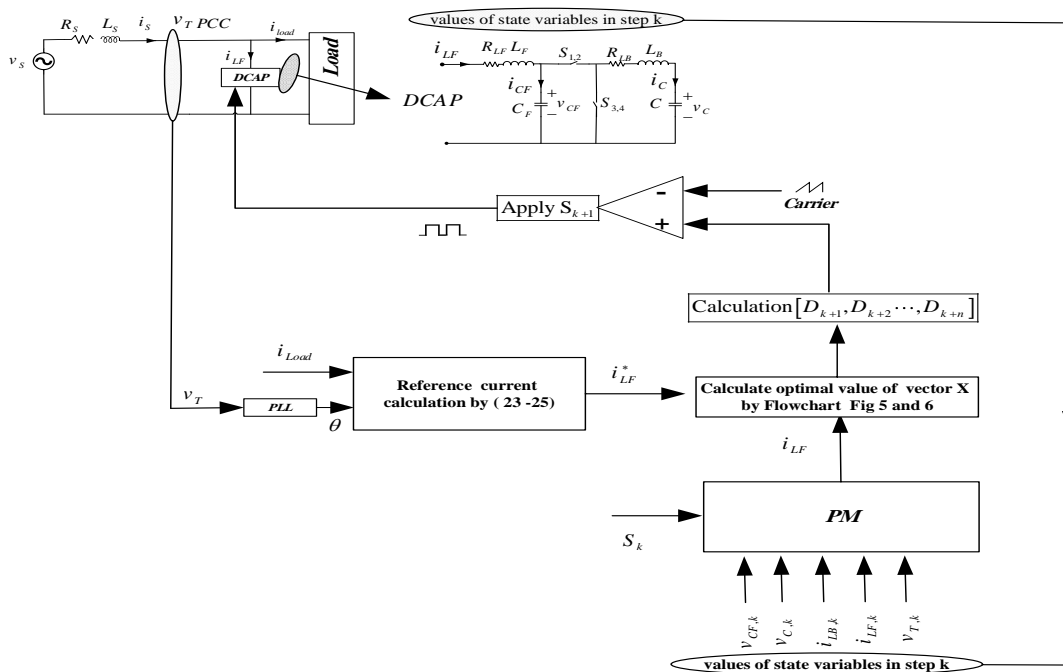
$$\omega = 2\pi f \quad (23)$$

$$m = \frac{1}{f_s \Delta t} \quad (19)$$

با توجه به ثابت فرض شدن $Duty_k$ در کل m گام زمانی یک سیکل کلیدزنی، مطابق (۲۱)، متغیر S_k در طول هر سیکل کلیدزنی، حداکثر یک بار می‌تواند تغییر وضعیت دهد؛ بنابراین، حداکثر فرکانس کلیدزنی برابر f_s خواهد بود. این ویژگی باعث کاهش تلفات کلیدزنی نیز می‌شود.

۳-۱- تعیین جریان مرجع

جریان مرجع $i_{LF,k}^*$ به گونه‌ای تعیین می‌شود که جریان تزریق‌شده با DCAP به صورت هم‌زمان توان راکتیو و هارمونیک‌های موجود در جریان بار را جبران کند؛ بنابراین، جریان مرجع می‌باید از دو قسمت شامل جبران‌کننده توان



شکل ۴: شماتیک اتصال DCAP و مدار کنترل

$$i_{load,k} = i_{load,k-P} \quad (24)$$

که f فرکانس و $\angle v_{S,k}$ زاویه ولتاژ شبکه است. $i_{Load,k}$

جریان بار در گام زمانی k و $|i_{load,k}|$ و $\angle i_{Load,k}$ نیز به ترتیب دامنه و زاویه مؤلفه اصلی آن‌اند. شایان ذکر است مقدار جریان بار در افق پیش‌بینی همانند ولتاژ شبکه با استفاده از مقادیر متناظر آنها در دوره قبل پیش‌بینی می‌شود.

۳-۲- بهینه‌سازی

در روش کنترل پیش‌بین پیش‌بینی، در ابتدای هر سیکل ولتاژ، یعنی در $k=1$ ، باید مسئله بهینه‌سازی (۱۶) حل شود تا بردار X محاسبه شود. بردار X در رابطه (۲۵) تعریف شده

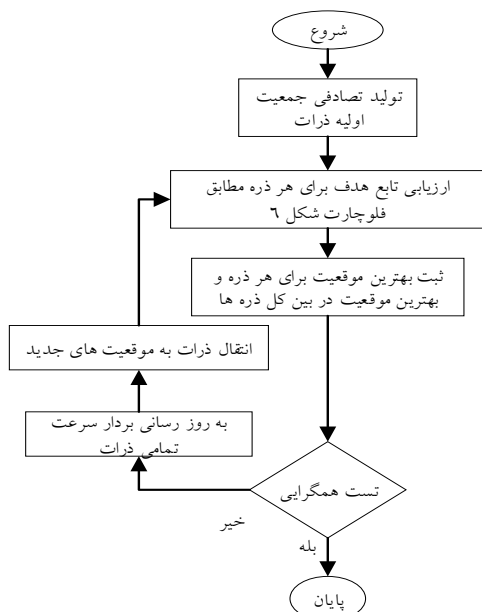
$$v_i^{(Iter+1)} = wv_i^{Iter} + c_1 r_1 (p_{(Localbest,i)}^{Iter} - p_i^{Iter}) \quad (27)$$

$$+ c_2 r_2 (p_{(Globalbest)}^{Iter} - p_i^{Iter})$$

که v_i^k سرعت ذره i ام در تکرار I_{ter} پارامتر اینرسی خودی، C_1 پارامتر ادراکی، C_2 پارامتر اجتماعی، r_1 ، r_2 اعداد تصادفی مستقل بین ۰ و ۱ با توزیع یکنواخت، $p_{(Localbest,i)}^{Iter}$ بهترین موقعیت تجربه‌شده برای ذره i ام تا تکرار I_{ter} $p_{(Globalbest)}^{Iter}$ بهترین موقعیت تجربه‌شده در بین تمامی ذرات تا تکرار I_{ter} و p_i^k موقعیت ذره i ام در تکرار I_{ter} هستند. در ادامه، ذرات موقعیت خود را با استفاده از سرعت به‌روزشده و مکان قبلی خود، مطابق رابطه زیر به‌روزی می‌کنند.

$$p_i^{(Iter+1)} = v_i^{(Iter+1)} + p_i^{Iter} \quad (27)$$

به‌روزرسانی سرعت از هر دو مقدار بهترین جواب محلی و بهترین جواب مطلق تأثیر می‌گیرد. بهترین جواب محلی و بهترین جواب مطلق، بهترین جواب‌هایی هستند که تا لحظه جاری اجرای الگوریتم، به ترتیب با یک ذره و در کل جمعیت به دست آمده‌اند. فلوچارت PSO در شکل ۵ نشان داده شده است.



شکل ۵: فلوچارت PSO

$$X = [A \quad B] \quad (25)$$

$$A = [k_0, k_2, k_4, k_6, k_8, k_{10}, k_{12}] \quad (26)$$

$$B = [\varphi_2, \varphi_4, \varphi_6, \varphi_8, \varphi_{10}, \varphi_{12}]$$

بردار X از دو بردار سطری A و B تشکیل شده است که مطابق رابطه (۲۶)، دامنه و B زاویه مؤلفه‌های سیکل وظیفه را در خود جای داده‌اند.

بنابراین، متغیرهای تصمیم‌گیری در مدل بهینه‌سازی پیشنهادی عبارت‌اند از k_0 تا k_{12} و φ_2 تا φ_{12} که متغیرهای تشکیل‌دهنده $Duty$ در رابطه (۱۵) هستند. این متغیرها مطابق رابطه (۲۵) بردار تصمیم‌گیری X را تشکیل می‌دهند. در روش پیشنهادی، بردار متغیرهای تصمیم‌گیری X در طول افق پیش‌بینی n تنها یک‌بار به‌روزرسانی می‌شوند که باعث کاهش چشمگیر حجم محاسبات می‌شود.

در این مقاله، برای تعیین مقدار بهینه بردار ۱۳ عضوی X یک چارچوب فراابتکاری براساس الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات (PSO) ارائه شده است. در بخش بعدی، PSO تشریح خواهد شد.

۴- الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات

الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات به‌اختصار PSO نامیده می‌شود. کندی و ابرهات این الگوریتم را در سال ۱۹۹۵ معرفی کردند [۲۶]. روند بهینه‌یابی PSO از تعداد مشخصی از ذرات آغاز می‌شود که به‌طور تصادفی مقدار اولیه می‌گیرند. برای هر ذره دو متغیر مکان و سرعت تعریف می‌شود. در این مقاله، مکان و سرعت، هر دو یک بردار سطری ۱۳ عضوی، برابر با تعداد متغیرهای تصمیم‌گیری موجود در بردار X هستند. ذرات به‌صورت تکرارشونده در فضای ۱۳ بعدی مسئله حرکت می‌کنند تا با جستجوی هدفمند فضای مسئله، مقدار بهینه مسئله را بیابند. هر ذره سرعت خود را مطابق رابطه (۲۷) برحسب بهترین جواب‌های مطلق و محلی یافت شده در تکرار I_{ter} به‌روز می‌کنند.

گام ششم: اگر تعداد گام‌های زمانی k به n رسیده بود، فرآیند متوقف می‌شود و به گام هفتم می‌رویم؛ در غیر این صورت، به گام دوم می‌رویم.
گام هفتم: تابع هدف مطابق رابطه (۱۶)، محاسبه و به همراه بردار حالت S به PSO ارسال می‌شود.

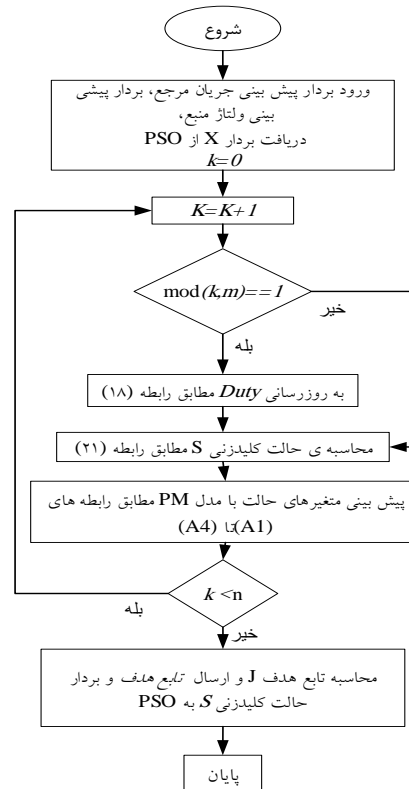
۵- نتایج شبیه‌سازی

برای تأیید عملکرد روش کنترل پیشنهادی، برای جبران توان راکتیو و قابلیت فیلتر هارمونیک به‌طور هم‌زمان تحت بار پس‌فاز و بار غیرخطی یک نمونه خازن دینامیکی تک‌فاز مطابق شکل ۴ در محیط MATLAB شبیه‌سازی شده است. ولتاژ شبکه یک موج سینوسی خالص با دامنه ۲۲۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز فرض شده است و پارامترهای سیستم، بار و فیلتر LC مطابق جدول ۲ انتخاب شده‌اند [۱۴]. برای گسسته‌سازی، زمان نمونه‌گیری T_s برابر ۱۰ میکروثانیه و زمان پیش‌بینی ۲۰ میلی‌ثانیه برای اجرای کنترل پیش‌بین انتخاب شده‌اند. در روش پیشنهادی، فرکانس کلیدزنی، ثابت و تنها مقدار سیکل وظیفه در هر دوره کلیدزنی متغیر است.

جدول ۲: پارامترهای شبیه‌سازی

عنوان	پارامتر	مقدار
ولتاژ شبکه	V_S	۲۲۰ ولت
فرکانس شبکه	f	۵۰ هرتز
فرکانس کلیدزنی	f_S	۱۰ کیلوهرتز
اندوکتانس شبکه	L_S	۹۰ میکرو هانری
مقاومت شبکه	R_S	۰,۰۱ اهم
خازن قدرت	C	۸۶۰ میکرو فاراد
اندوکتانس فیلتر ورودی	L_F	۱۶۰ میکرو هانری
خازن فیلتر ورودی	C_F	۶۰ میکرو فاراد
اندوکتانس محدودکننده	L_B	۱۸۰ میکرو هانری
مقاومت مبدل	R_{LF}, R_{LB}	۰,۱ اهم
بار خطی	R_L, L_L	۱۲,۵ میلی هانری و ۰,۵ اهم
بار غیرخطی (یکسوکننده پل دیودی با یک بار سری)	L_{dc}, R_{dc}	۲۰۰ میلی هانری و ۱۸,۷ اهم

زمانی که DCAP در سرویس نیست، جریان بار به‌طور



شکل ۶: فلوجارت ارزیابی تابع هدف.

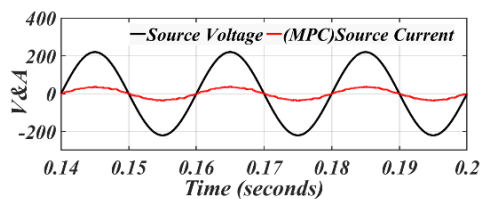
بنابراین، PSO در یک فرآیند تکرارشونده، مقدار بهینه X را تعیین می‌کند. نحوه محاسبه تابع هدف برای هر کدام از ذرات PSO در شکل ۶ نشان داده شده است. محاسبه تابع هدف از روی بردار X به شرح ذیل است:
گام اول: ابتدا موقعیت یک ذره، با نام متغیر X به همراه مقادیر پیش‌بینی شده برای جریان مرجع و ولتاژ شبکه به‌عنوان ورودی‌های مدل وارد می‌شوند. شماره گام زمانی k برابر صفر تنظیم می‌شود.

گام دوم: گام زمانی k یک واحد افزایش می‌یابد.

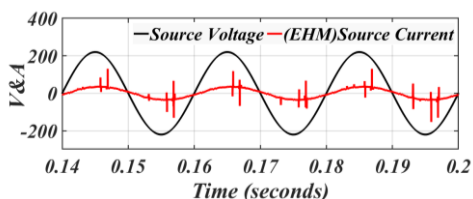
گام سوم: اگر باقیمانده تقسیم k بر m یعنی $mod(k,m)$ برابر ۱ بود، بدان معناست که شماره گام به ابتدای یک سیکل کلیدزنی رسیده است و مقدار $Duty$ باید مطابق (۱۵) به‌روزرسانی شود؛ در غیر این صورت به گام پنجم می‌رویم.

گام چهارم: حالت کلیدزنی S مطابق رابطه (۱۸) به‌روزرسانی می‌شود.

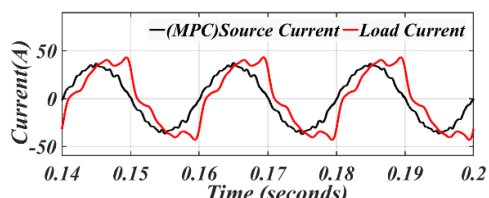
گام پنجم: با استفاده مدل پیش‌بینی PM، متغیرهای حالت مطابق رابطه‌های (A1) تا (A4) به‌روزرسانی می‌شوند.



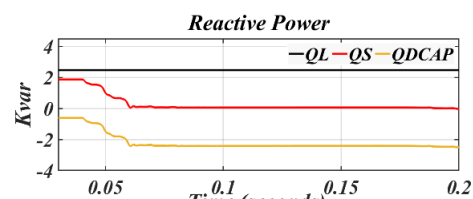
(الف)



(ب)

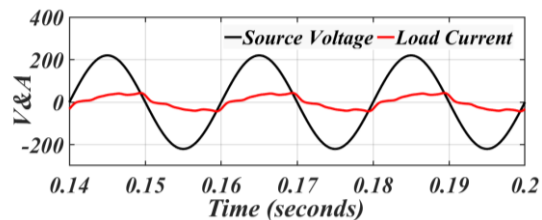


(ت)

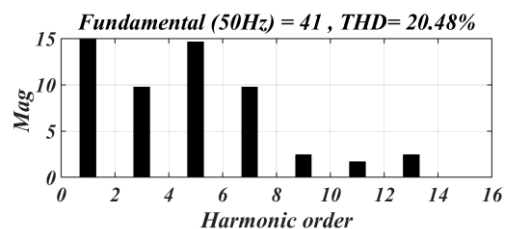


(ث)

کامل توسط شبکه تأمین شده و با توجه به شکل ۷ و شکل ۸، جریان بار پس‌فاز با ضریب توان ۰٫۸۹ و غیرخطی با مقدار THD ۲۰٫۴۸ است.

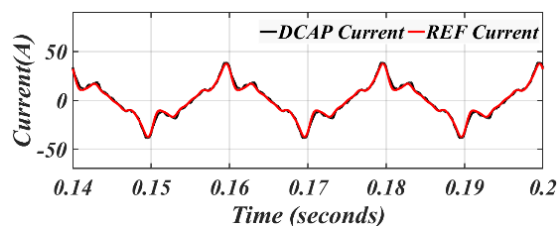


شکل ۷: ولتاژ و جریان بار



شکل ۸: THD جریان بار

زمانی که DCAP در مدار هست، ردیابی جریان مرجع توسط آن با توجه به شکل ۹ انجام می‌گیرد. جریان DCAP کاملاً جریان مرجع را دنبال کرده و ردیابی مناسب است.



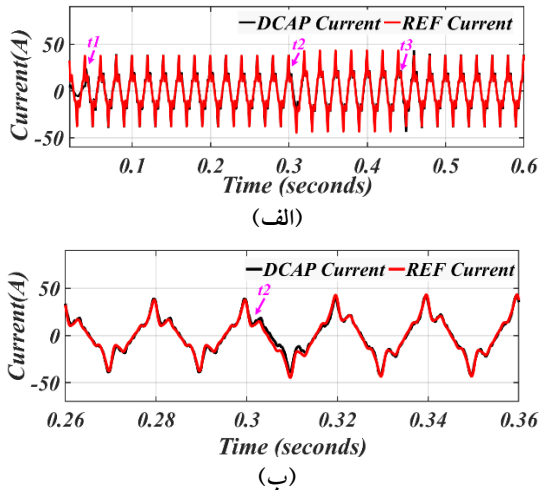
شکل ۹: جریان مرجع و DCAP

شکل ۱۰: الف) ولتاژ و جریان شبکه در حضور DCAP با روش MPC؛ ب) ولتاژ و جریان شبکه در حضور DCAP با روش EHM؛ ت) جریان شبکه و بار در حضور DCAP با روش MPC و ث) توان راکتیو در حضور DCAP با روش MPC

شکل ۱۱ مقدار THD جریان شبکه را در حضور DCAP با هر دو روش پیشنهادی کنترل پیش‌بین و روش EHM موجود نشان داده است. با توجه به نتایج، مقدار THD جریان شبکه با روش پیشنهادی MPC به ۴٫۵۵٪ کاهش می‌یابد؛ درحالی‌که مقدار THD جریان شبکه با استفاده از روش موجود EHM به ۷٪ کاهش یافته است. با مقایسه نتایج روش‌های EHM و MPC ارائه‌شده می‌توان نتیجه گرفت مقدار THD در روش MPC کمتر است و پارامترهای کیفیت توان با روش ارائه‌شده بهبود یافته‌اند.

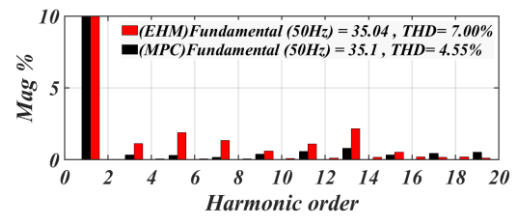
شکل ۱۰ جریان و ولتاژ شبکه را در حضور DCAP با روش کنترل پیشنهادی MPC و روش کنترل EHM موجود نشان داده شده است، با توجه به نتایج، جریان شبکه در هر دو روش کنترل پیشنهادی و موجود هم‌فاز با ولتاژ است؛ این بدان معنی است که جریان اکتیو از شبکه کشیده شده و جریان راکتیو بار به‌صورت کامل با DCAP جبران شده و ضریب توان از ۰٫۸۹ به ۰٫۹۹ افزایش یافته است.

شکل ۱۳: (الف) جریان شبکه با در حضور DCAP با روش MPC در لحظه تغییرات بار و (ب) جریان شبکه و بار در حضور DCAP با روش MPC در لحظه t_2



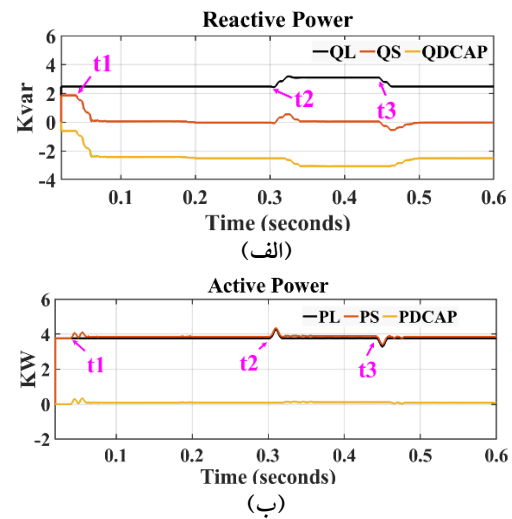
شکل ۱۴: (الف) تغییرات جریان مرجع و DCAP در لحظات t_1 و t_2 و (ب) تغییر جریان مرجع و DCAP در لحظه t_2

در روش کنترل قبلی، با استفاده از «تکنیک مدولاسیون هارمونیک‌های زوج» هارمونیک‌های فرد جبران می‌شود. در این روش با اضافه کردن مؤلفه هارمونیک زوج به سیکل کاری کلید می‌توان هارمونیک فرد را تولید و جبران کرد؛ به‌طور مثال، برای حذف هارمونیک پنجم، مؤلفه هارمونیک چهارم به سیکل کاری کلید اضافه می‌شود تا با تنظیم حلقه کنترلی توسط کنترل‌کننده PI و استفاده از تبدیل dq با فرکانس هارمونیک پنجم و تبدیل معکوس با فرکانس هارمونیک چهارم، بتوان سیکل کاری متناسب را تولید کرد. درنهایت، خروجی تمامی حلقه‌های کنترل برای هر هارمونیک با هم جمع می‌شود و به‌عنوان سیکل کاری نهایی به PWM داده و سیگنال فرمان کلیدها تولید می‌شود. شایان توجه است تنظیم هر حلقه کنترل بر سایر حلقه‌های کنترلی تأثیر می‌گذارد و این پدیده «اثر تداخل» نامیده شده است. همچنین این کنترل‌کننده، تنها در حول نقطه کار به‌درستی عمل می‌کند و در صورت تغییرات در سیستم، پاسخ مطلوبی نخواهد داشت. با تغییر جریان می‌باید تنظیمات حلقه کنترلی، مجدد انجام شود که در روش قبلی مشکل تنظیم حلقه‌های کنترل‌کننده، اثر تداخل و معایب

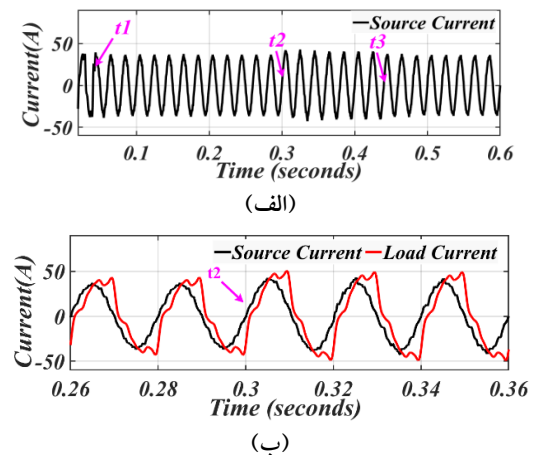


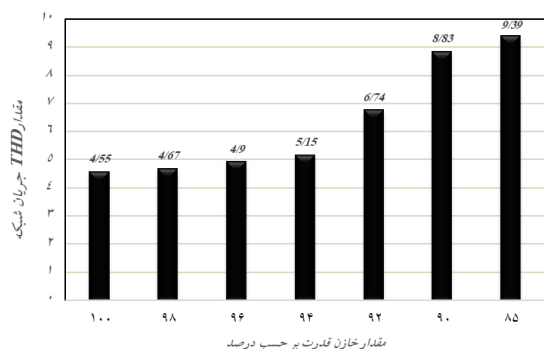
شکل ۱۱: THD جریان شبکه با حضور DCAP

شکل ۱۲ پاسخ DCAP به تغییرات بار را در روش MPC ارائه شده نشان می‌دهد. در لحظه $t=t_1$ خازن دینامیکی وارد مدار می‌شود و یک بار القایی نیز در زمان $t=t_2$ وارد و در زمان $t=t_3$ از مدار خارج می‌شود. با توجه به نتایج شکل ۱۲ الی شکل ۱۴ مشخص است DCAP به‌صورت دینامیکی به تغییرات بار پاسخ داده و مشخص است با تغییر بار جریان مرجع، تغییر و جریان DCAP نیز جریان مرجع را ردیابی کرده و به‌صورت هم‌زمان جبران توان راکتیو و فیلترکردن هارمونیک انجام شده است.



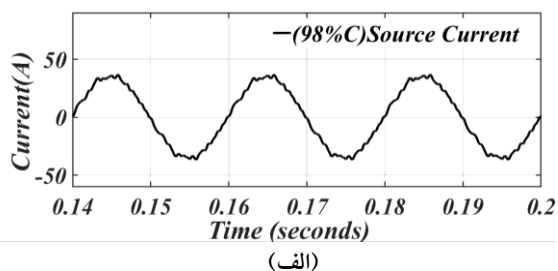
شکل ۱۲: تغییرات توان (الف) راکتیو (ب) اکتیو



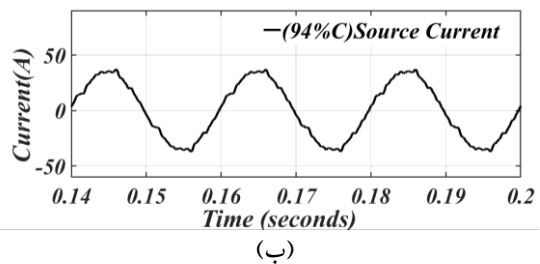


شکل ۱۵: تأثیر نوسان خازن قدرت بر مقدار THD جریان شبکه در سیستم کنترل پیشنهادی

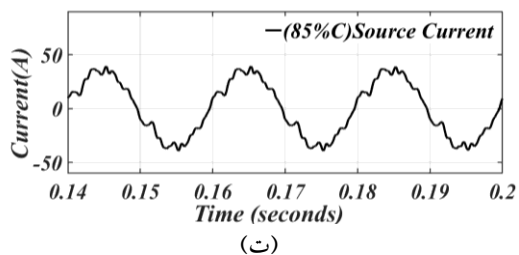
برای درک بهتر منحنی تأثیر نوسانات خازن قدرت در روش کنترل پیشنهادی، شکل ۱۶ جریان شبکه را در سه نقطه خطای خازن قدرت ۸۵٪، ۹۴٪ و ۹۸٪ نشان داده است.



(الف)



(ب)



(ت)

شکل ۱۶: جریان شبکه با تأثیر خطا در مقدار خازن قدرت (الف) خازن ۹۸ درصد؛ (ب) خازن ۹۴ درصد و (ت) خازن ۸۵ درصد

امپدانس منبع جزو پارامترهای مؤثر در حالت گذرای شبکه است؛ بدین صورت که منبع قوی‌تر (که دارای

فوق باعث پیچیدگی و سخت‌بودن روش شده‌اند؛ درحالی‌که در روش ارائه‌شده PMC علاوه بر سادگی و راحتی و بهبود نتایج پارامترهای کیفیت توان و نیز پاسخ به تغییرات بار، معایب روش قبلی وجود ندارد. در جدول ۳، روش کنترل پیش‌بین مدل ارائه‌شده با روش کنترل‌کننده EHM در چندین شاخص مقایسه شده است.

جدول ۳: مقایسه روش‌های کنترل

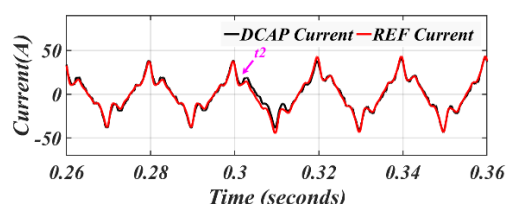
شاخص	روش	EHM	MPC
ضریب توان	۰٫۹۸	۰٫۹۹	
مقدار THD جریان شبکه	٪۷	٪۴٫۵۵	
اساس کنترل	تئوری ولتاژ منابع متعامد / مدولاسیون	پیش‌بینی و ردیابی جریان مرجع	
اثر تداخل	دارد	ندارد	
وابستگی به فرکانس	دارد	ندارد	
پیچیدگی و محدودیت	بالا	پایین	
مدل	تقریبی	دقیق	
فرکانس کلیدزنی	ثابت	ثابت	

۵-۱- بررسی حساسیت روش MPC به تغییرات پارامترهای مدل DCAP

در شکل ۱۵، تأثیر خطا در مقدار خازن قدرت (بر اثر مرور زمان یا تغییر دما) روی روش کنترل پیشنهادی MPC نشان داده شده است. تا زمانی که خطا در مقدار خازن قدرت در حدود ۵ درصد و کمتر باشد، سیستم کنترلی به‌خوبی کار می‌کند و مقدار THD جریان شبکه همچنان کمتر از میزان مجاز استاندارد است؛ ولی زمانی که مقدار خطا در ظرفیت خازن قدرت از پنج درصد بیشتر باشد، مقدار THD جریان شبکه بیشتر از ۵ درصد می‌شود. خطا در مقدار خازن قدرت بر ضریب توان تأثیر محسوسی نداشته و در تمامی حالات انجام‌شده، مقدار ضریب توان در حدود یک است.

حذف هارمونیک‌های موجود در جریان بار براساس کنترل پیش‌بینی مدل با فرکانس کلیدزنی ثابت ارائه شده است. در روش پیشنهادی، بردار متغیرهای تصمیم‌گیری شامل دامنه و زاویه مؤلفه‌های سیکل کار کلید، در طول افق پیش‌بینی تنها یک‌بار به‌روزرسانی می‌شوند و مسئله بهینه‌سازی در الگوریتم MPC در یک چارچوب فراابتکاری براساس الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات (PSO) ارائه شده است که باعث کاهش چشمگیر حجم محاسبات می‌شود. یک مزیت مهم این نوع کنترل، توانایی آن در لحاظ‌کردن محدودیت‌های کنترلی است. همچنین، اثر تداخل نیز در این روش کنترل حذف شده است و برخلاف روش موجود که سخت و پیچیده بود، راحت و ساده است که نتایج بهتری نیز حاصل شده است. اثربخشی روش کنترل مبدل باک به روش MPC با شبیه‌سازی‌ها در محیط MATLAB انجام و صحت‌گذاری شده است. در روش پیشنهادی THD جریان شبکه نسبت به روش قبلی ۳۷٪ کاهش می‌یابد و از حد مجاز مطابق استاندارد IEEE std519 کمتر می‌شود. روش پیشنهادی در مقابل تغییر مقدار خازن و نیز امپدانس شبکه، مقاوم است.

امپدانس کمتری است) گذرای کمتری خواهد داشت؛ بنابراین، در شکل ۱۷، عملکرد روش کنترل پیشنهادی MPC درحالتی بررسی و تحلیل شده که امپدانس شبکه دو برابر (یعنی شبکه ضعیف‌تر) است که با مقایسه ردیابی جریان مرجع در شکل ۱۷ و شکل ۱۴ (ب) توسط خازن دینامیکی می‌توان نتیجه گرفت روش ارائه‌شده برای کنترل خازن دینامیکی در برابر تغییر امپدانس شبکه، مقاوم است و مقدار THD جریان شبکه نیز در این حالت، همچنان کمتر از میزان مجاز استاندارد و برابر با ۴٫۸۳٪ است.



شکل ۱۷: تغییر جریان مرجع و DCAP در لحظه t_2 در شرایط گذرا

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روشی جدید برای کنترل خازن دینامیکی با مبدل باک برای جبران توان راکتیو با قابلیت هم‌زمان

پیوست

معادلات مدل ارائه‌شده برای پیش‌بینی متغیرهای حالت خازن دینامیکی عبارت‌اند از:

$$i_{LF,k} = (C_F \Delta t^3 v_{S,k} - C_F \Delta t^3 v_{CF,k-1} - C \Delta t^3 S_k v_{C,k-1} + C \Delta t^3 S_k v_{S,k} - CC_F \Delta t^2 R_{LB} v_{CF,k-1} + C \Delta t^2 L_B S_k i_{LB,k-1} + C \Delta t^2 L_F S_k i_{LF,k-1} + C_F \Delta t^2 L_F i_{LF,k-1} + CC_F \Delta t^2 R_{LB} v_{S,k} - CC_F \Delta t L_B v_{CF,k-1} + CC_F \Delta t L_F R_{LB} i_{LF,k-1} + CC_F \Delta t L_B v_{S,k} + CC_F L_B L_F i_{LF,k-1}) / A \quad (A1)$$

$$i_{LB,k} = C (\Delta t^2 L_B i_{LB,k-1} - \Delta t^3 v_{C,k-1} + \Delta t^3 S_k v_{S,k} + \Delta t^2 L_F S_k i_{LF,k-1} + C_F \Delta t^2 R_{LF} S_k v_{CF,k-1} - C_F \Delta t^2 R_{LF} v_{C,k-1} + C_F \Delta t L_F S_k v_{CF,k-1} + C_F \Delta t L_B R_{LF} i_{LB,k-1} - C_F \Delta t L_F v_{C,k-1} + C_F L_B L_F i_{LB,k-1}) / A \quad (A2)$$

$$v_{CF,k} = (\Delta t^4 v_{S,k} + \Delta t^3 L_F i_{LF,k-1} + C_F \Delta t^3 R_{LF} v_{CF,k-1} + C \Delta t^3 R_{LF} S_k v_{C,k-1} + C \Delta t^3 R_{LB} v_{S,k} + C \Delta t^2 L_B v_{S,k} + CC_F \Delta t^2 R_{LB} R_{LF} v_{CF,k-1} + C_F \Delta t^2 L_F v_{CF,k-1} - C \Delta t^2 L_B R_{LF} S_k i_{LB,k-1} + C \Delta t^2 L_F R_{LB} i_{LF,k-1} + C \Delta t^2 L_F S_k v_{C,k-1} - C \Delta t L_B L_F S_k i_{LB,k-1} + C \Delta t L_B L_F i_{LF,k-1} + CC_F \Delta t L_F R_{LB} v_{CF,k-1} + CC_F \Delta t L_B R_{LF} v_{CF,k-1} + CC_F L_B L_F v_{CF,k-1}) / A \quad (A3)$$

$$v_{C,k} = (\Delta t^4 S_k v_{S,k} + \Delta t^3 L_B i_{LB,k-1} + C_F \Delta t^3 R_{LF} S_k v_{CF,k-1} + C \Delta t^3 R_{LF} S_k v_{C,k-1} + \Delta t^3 L_F S_k i_{LF,k-1} + C \Delta t^3 R_{LB} v_{C,k-1} + C \Delta t^2 L_F S_k v_{C,k-1} + CC_F \Delta t^2 R_{LB} R_{LF} v_{C,k-1} + C_F \Delta t^2 L_B R_{LF} i_{LB,k-1} + C_F \Delta t^2 L_F S_k v_{CF,k-1} + C \Delta t^2 L_B v_{C,k-1} + C_F \Delta t L_B L_F i_{LB,k-1} + CC_F \Delta t L_B R_{LF} v_{C,k-1} + CC_F \Delta t L_F R_{LB} v_{C,k-1} + CC_F L_B L_F v_{C,k-1}) / A \quad (A4)$$

$$A = \Delta t^4 + C \Delta t^2 L_B + C \Delta t^3 R_{LB} + C_F \Delta t^3 R_{LF} + C \Delta t^3 R_{LF} S_k + C_F \Delta t^2 L_F + C \Delta t^2 L_F S_k + CC_F \Delta t^2 R_{LB} R_{LF} + CC_F \Delta t L_B R_{LF} + CC_F \Delta t L_F R_{LB} + CC_F L_B L_F$$

Imbalance Suppression by Star-Connected Buck-Type D-CAP," *Energies*, Vol. 12, No. 10, p. 1914, 2019.

[13] Z. Chao, X. Chen, K. Dai, Q. Wu, Y. Zhang, and Z. Dai, "Series and parallel resonance active damping of three-phase buck-type dynamic capacitor for reactive compensation and harmonic suppression," *IET Power Electronics*, 2020.

[14] X. Chen, K. Dai, Y. Zhang, L. Peng, and Z. Dai, "Interaction and coordination between reactive compensation and harmonic suppression for three-phase buck-type D-CAP," *IET Power Electronics*, Vol. 12, No. 11, pp. 2953-2964.

[15] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, and S. Manias, "Direct Model Predictive Control: A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 8, No. 1, pp. 32-43, 2014.

[16] M. Maciejowski, *Predictive control: with constraints*. Pearson education, 2002.

[17] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne, *Model predictive control: Theory and design*. Nob Hill Pub., 2009.

[18] T. Geyer, *Low complexity model predictive control in power electronics and power systems*. Cuvillier Verlag, 2005.

[19] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4312-4324, 2008.

[20] D. Q. Mayne, "Control of Constrained Dynamic Systems," *European Journal of Control*, Vol. 7, No. 2, pp. 87-99, 2001/01/01/ 2001.

[21] L. Samani and R. Mirzaei, "Improvement of Model Predictive Control in Maximum Power Tracking in a Photovoltaic System using Fuzzy Control in the Presence of Uncertainty in the Model," *Scientific Journal of Computational Intelligence in Electrical Engineering*, Vol. 10, No. 4, pp. 53-70, Winter 2020.

[22] S. S. Hamidi and H. Gholizade-Narm, "Power injection of renewable energy sources using modified model predictive control," *Energy Equipment and Systems*, Vol. 4, No. 2, pp. 215-224, 2016.

[23] F. Borrelli, "Discrete time constrained optimal control," *ETH Zurich*, 2002.

[24] M. Morari and J. H. Lee, "Model predictive control: past, present and future," *Computers & Chemical Engineering*, Vol. 23, No. 4, pp. 667-

منابع

[1] H. Fujita and H. Akagi, "Voltage-Regulation Performance of a Shunt Active Filter Intended for Installation on a Power Distribution System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 3, pp. 1046-1053, 2007.

[2] R. Majumder, "Reactive Power Compensation in Single-Phase Operation of Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 4, pp. 1403-1416, 2013.

[3] H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141, 2005.

[4] W. Zhao, A. Luo, Z. J. Shen, and C. Wu, "Injection-type hybrid active power filter in high-power grid with background harmonic voltage," *IET Power Electronics*, Vol. 4, No. 1, pp. 63-71.

[5] A. Prasai, "Direct dynamic control of impedance for VAR and harmonic compensation," PhD thesis, Georgia Institute of Technology, 2011.

[6] A. Prasai, J. Sastry, and D. M. Divan, "Dynamic Capacitor (D-CAP): An Integrated Approach to Reactive and Harmonic Compensation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 4, No. 6, pp. 2518-2525, 2010.

[7] D. M. Divan and J. Sastry, "Voltage Synthesis Using Dual Virtual Quadrature Sources—A New Concept in AC Power Conversion," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, pp. 3004-3013, 2008.

[8] Prasai and D. M. Divan, "Control of Dynamic Capacitor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 161-168, 2011.

[9] Q. Wu, K. Dai, X. Chen, Y. Zhang, C. Xu, and Z. Dai, "Reactive Current Reshaping With Series Resonance Damping for Three-Phase Buck-Type Dynamic Capacitor," *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 142663-142674, 2019.

[10] X. Chen, K. Dai, C. Xu, Z. Dai, and L. Peng, "Reactive power compensation with improvement of current waveform quality for single-phase buck-type Dynamic Capacitor," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 20-24 March 2016 2016, pp. 1358-1363.

[11] Wang, K. Dai, X. Chen, T. Tan, and Z. Dai, "Optimal Compensation of Delta-connected Dynamic Capacitor for Unbalanced Load," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 4-7 Nov. 2018 2018, pp. 1-6.

[12] X. Wang, K. Dai, X. Chen, X. Zhang, Q. Wu, and Z. Dai, "Reactive Power Compensation and

[26] R. Eberhart and J. Kennedy, "Particle swarm optimization," in Proceedings of the IEEE international conference on neural networks, 1995, Vol. 4: Citeseer, pp. 1942-1948.

682, 1999/05/01/ 1999.
[25] I. F II, "IEEE STD519-1992, IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," New York, NY, USA, 1993.

-
- ¹ Buck-Type Dynamic Capacitor
 - ² Virtual Quadrature Sources
 - ³ even harmonic modulation
 - ⁴ Model Predictive Control
 - ⁵ continuous control set MPC
 - ⁶ Prediction Model
 - ⁷ Particle Swarm Optimization
 - ⁸ Thin AC Converter
 - ⁹ reactive power compensator
 - ¹⁰ harmonic current eliminator

